Flyback konvertor

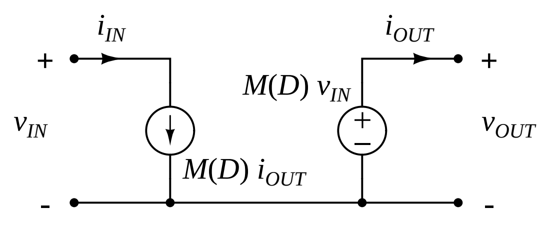
Flyback konvertor je najjednostavniji konvertor koji obezbeđuje galvansko razdvajanje između ulaza i izlaza. Karakterisan je minimalnim brojem elemenata: energetski deo konvertora sadrži samo jedan magnetski element, jedan kondenzator, jednu diodu i jedan kontrolisani prekidač. U odnosu na osnovne konvertore, lista elemenata je izmenjena samo kod magnetskog elementa koji više nije kalem, već su u pitanju dva spregnuta kalema, odnosno transformator sa vazdušnim procepom. Upravo ovaj magnetski element obezbeđuje galvansko razdvajanje između ulaza i izlaza.

Galvansko razdvajanje

Galvansko razdvajanje je osobina električnih kola. Električno kolo obezbeđuje galvansko razdvajanje ako između (bar) dva dela tog električnog kola ne postoji provodni put, već je veza isključivo magnetska ili optička. Sa tačke gledišta teorije električnih kola ova kola nisu dobro definisana i nemaju jednoznačno rešenje jer nemaju povezan graf. U cilju rešavanja ovakvih kola (tj. dobijanja jednog od beskonačno mnogo mogućih rešenja), graf se veštački povezuje uvođenjem elementa kojim se spajaju razdvojeni delovi grafa. Ovo se veoma često čini prilikom simulacije, kada nepovezan graf koji uzrokuje singularnu matricu sistema jednačina simulator obično prijavljuje kao *curent source cutset*. Na prvi pogled zbunjujuća poruka postaje jasna kada se otvorena veza sagleda kao strujni izvor čija je struja jednaka nuli, pa su dva nepovezana dela kola zapravo "povezana" snopom otvorenih veza.

Upravo je osobina da graf kola nije povezan i da kolo nema jednoznačno rešenje od velikog značaja u praksi. Često je potrebno obezbediti galvansko razdvajanje radi zadovoljenja propisa o zaštiti od strujnog udara. Nekad je povoljno imati "plivajući"(tzv. *floating*) izvor za napajanje koji obezbeđuje fiksnu razliku potencijala između dva čvora, a potencijali samih čvorova su nezavisni ("plivajući") u odnosu na referentni potencijal. U cilju zadovoljavanja ovih zahteva nastali su konvertori sa galvanskim razdvajanjem.

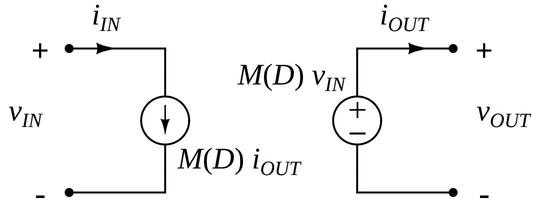
U cilju ilustracije osobine galvanskog razdvajanja, na slici 1 je prikazan model konvertora bez galvanskog razdvajanja u kontinualnom režimu. Bez razmatranja osobine galvanskog razdvajanja, ovaj model je u formi idealnog transformatora sa prenosnim odnosom $M(D)$ predstavljen u poglavlju koje se bavi osnovnim konvertorima. Tamo nije nagla[eno da su negativni krajevi ulaznog porta i izlaznog porta konvertora međusobno povezani, pošto to nije bilo od značaja za prenosni odnos konvertora. Ekvivalentni model konvertora u kontinualnom režimu koji obezbeđuje galvansko razdvajanje je prikazan na sici 2, gde ulazni i ulazni port konvertora nisu međusobno povezani provodnim putem.



Slika 1: Konvertor bez galvanskog razdvajanja.

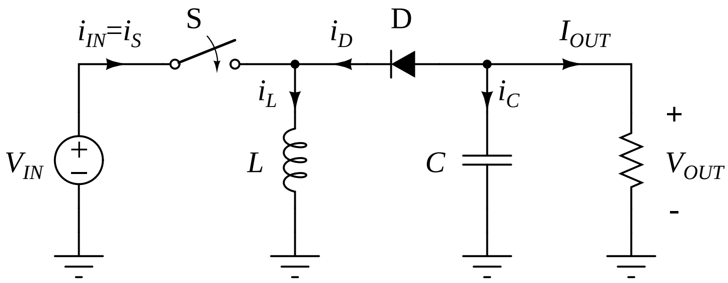
Nastanak flyback konvertora

Kod konvertora sa galvanskim razdvajanjem prenos energije između dva dela kola između kojih ne postoji provodna veza se vrši pomoću magnetske sprege. Flyback konvertor je

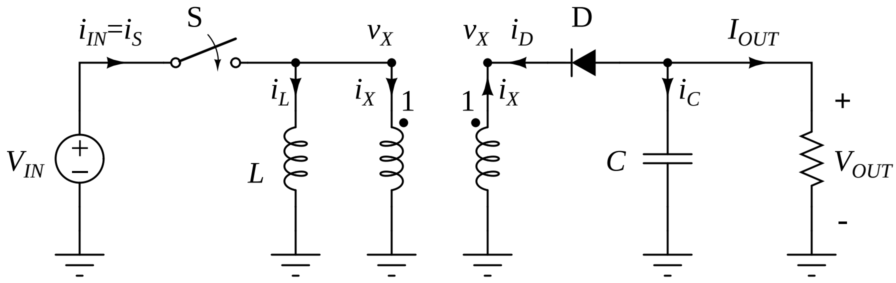


Slika 2: Konvertor sa galvanskim razdvajanjem.

galvanski izolovan konvertor koji je izveden iz buck-boost konvertora, prikazanog na slici 3. Konvertor sa slike 3 ne obezbeđuje galvansko razdvajanje jer su i ulaz i izlaz negativnim krajem vezani za tačku referentnog potencijala, tj. masu. Kako bi se obezbedilo galvansko razdvajanje potrebno je negde u kolu dodati transformator koji bi obezbedio prenos energije. Nazalost, idealni transformator koji bi preneo jednosmernu komponentu signala nije fizički dostupan (postoji samo u svetu ideja), već je najbolja aproksimacija savršen transformator koji zbog magnetizacione induktivnosti uslovljava da je jednosmerna komponenta napona na svim njegovim namotajima jednaka nuli. U izvođenju ćemo na početku smatrati da je na raspolaganju savršen transformator sa velikom (ali ipak prisutnom) magnetizacionom induktivnošću, što uslovljava da naponi na namotajim transformatora imaju jednosmernu komponentu jednaku nuli, ali se magnetizaciona struja može zanemariti.

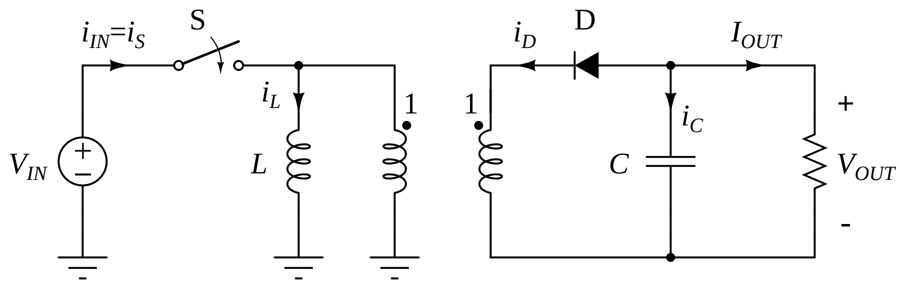


Slika 3: Buck-boost konvertor, polazna tačka u izvodjenju.



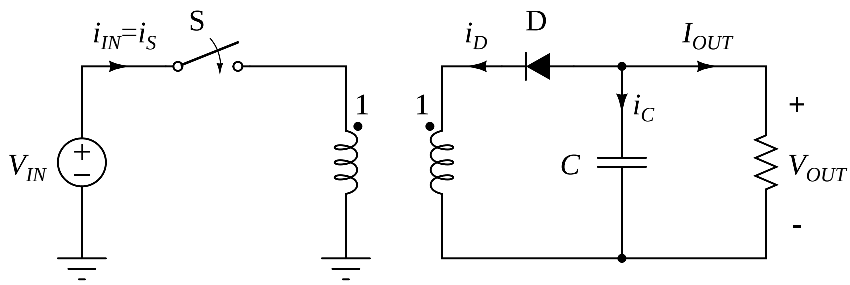
Slika 4: Dodat transformator prenosnog odnosa 1 : 1; naponi i struje ostalih elemenata ostaju nepromenjeni.

U kolu sa slike 3 jedan od elemenata je kalem na kome je u ustaljenom stanju srednja vrednost napona jednaka nuli. Paralelno kalemu je moguće vezati savršen transformator, što je učinjeno u kolu sa slike 4. Umetnuti transformator ima veliku magnetizacionu induktivnost koja je vezana paralelno kalemu induktivnosti L, pa se njena struja može zanemariti u poređenju sa strujom koja teče kroz kalem induktivnosti L. Pošto je umetnuti transformator prenosnog odnosa 1 : 1, struje i naponi u ostatku kola umetanjem transformatora neće biti promenjeni. Umetanjem transformatora je omogućeno galvansko razdvajanje kola na dva dela: deo vezan za primar transformatora i deo vezan za sekundar transformatora. Ovo je učinjeno u kolu sa slike 5. Naponi na svim elementima su ostali isti, kao i struje svih grana kola. Međutim, potencijali čvorova u delu kola koji je vezan za sekundar transformatora više nisu u vezi sa masom. Ovo otvara jedan stepen slobode: potencijal jednog od čvorova dela kola koji je vezan za sekundar transformatora se može slobodno definisati, čime će potencijali svih ostalih čvorova ovog dela kola biti određeni prema Kirhofovom zakonu za napone. Kod simulacije kola koja nemaju povezan graf se javlja već pominjan problem potencijala koji u jednom delu kola nije jednoznačno definisan. Stoga se kod simulacije graf uvek povezuje i ne simulira se kolo sa slike 5, već kolo sa slike 4. Naravno, u praksi je uvek moguće meriti potencijal ma kog čvora dela kola vezanog za sekundar transformatora u odnosu na referentni potencijal sa primarne strane kola, bez obzira na to što graf nije povezan i kolo nema jedinstveno rešenje — merenje će dati jednoznačan rezultat. Međutim, izmereni napon će dominantno biti određen parazitnim kapacitivnostima i na rezultat merenja će jako uticati primenjena oprema.



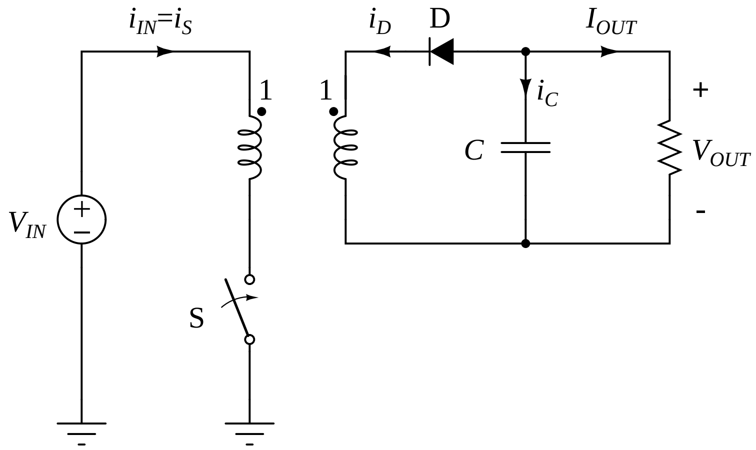
Slika 5: Razdvojene mase, izvršeno galvansko razdvajanje.

Kolo sa slike 5 već obezbeđuje galvansko razdvajanje, ali je moguće dalje ga pojednostaviti. Pre svega, magnetizaciona induktivnost primenjenog transformatora je paralelno vezana kalemu induktivnosti L polaznog buck-boost konvertora. U kolu se ništa neće promeniti ako umesto pretpostavljene jako velike magnetizacione induktivnosti magnetizaciona induktivnost dodatog transformatora bude L, a kalem se izostavi. Ovo je u praksi jako značajno, pošto se izbegava jedna velika, teška i skupa komponenta. Magnetizaciona induktivnost transformatora se jednostavno smanjuje umetanjem vazdušnog procepa u jezgro transformatora, pri čemu se fluks u jezgru ne menja, a menja se samo efektivna vrednost struje primara transformatora. Ova transformacija je prikazana na slici 6.



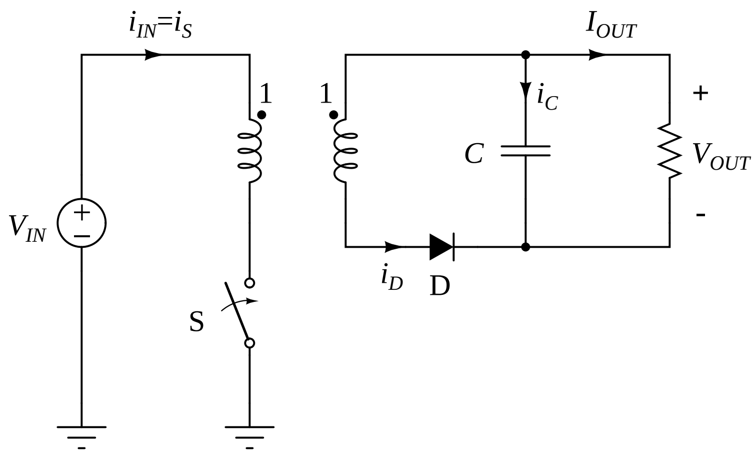
Slika 6: Kalem polaznog buck-boost konvertora realizovan kao magnetizaciona induktivnost transformatora.

Primarna strana kola sa slike 6 sadrži samo jednu konturu u kojoj su na red povezani pobudni generator, prekidač i primar transformatora. Redosled vezivanja ovih elemenata se može menjati, bez uticaja na struje i napone na sekundarnom delu konvertora. Sa tačke gledišta realizacije pobude prekidača povoljno je da jedan kraj prekidača bude vezan za masu. Stoga je u kolu sa slike 7 promenjen raspored elemenata na primarnoj strani kako bi prekidač jednim krajem bio vezan za masu.



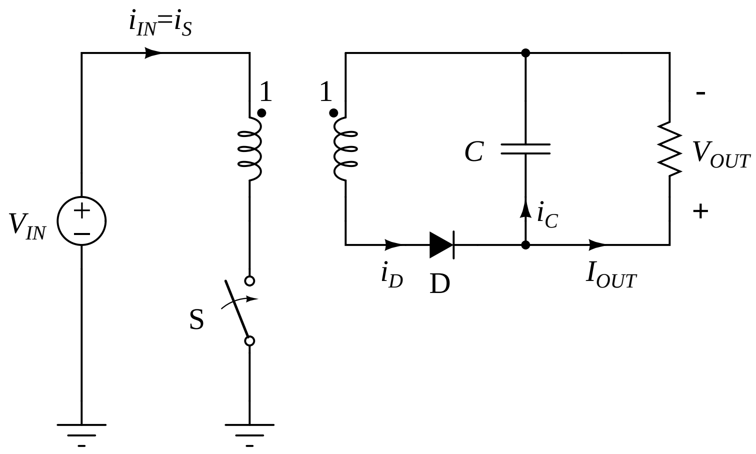
Slika 7: Zamenjena mesta prekidača i primara transformatora; prekidač sada jednim krajem vezan za masu.

Promenu redosleda vezivanja elemenata je moguće uraditi i na sekundarnoj strani. U kolu sa slike 8 zamenjen je redosled sekundara transformatora i diode, što je uvod u promenu polariteta izlaznog napona i izlazne struje, kako je označeno na slici 9. Ova promena polariteta ništa u kolu ne menja, samo je označavanje prilagođeno navikama po kojima je izlazni napon obično pozitivan. Baš zbog galvanskog razdvajanja, izlazni napon flyback konvertora moze biti proizvoljnog polariteta. Dalje usklađivanje sa navikama je prikazano na slici 10, gde je sekundarni deo konvertora nacrtan u skladu sa navikama po kojima su komponente na višem potencijalu na gornjem delu šeme kao lik u ogledalu sekundarnog dela konvertora sa slike 9.

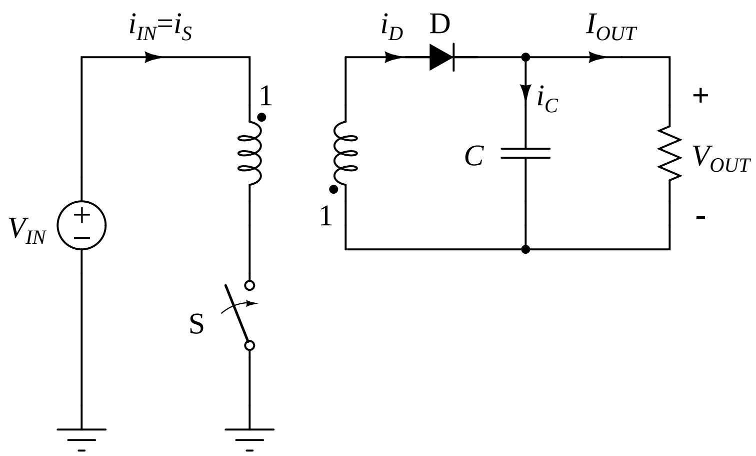


Slika 8: Zamenjena mesta sekundara transformatora i diode.

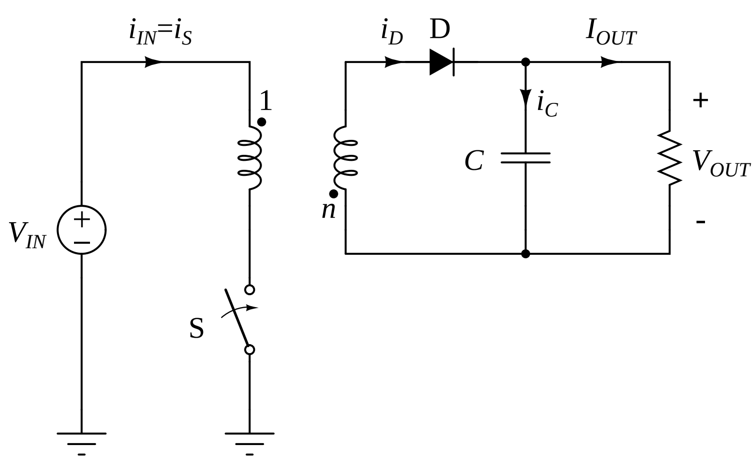
Poslednji korak u izvođenju flyback konvertora je generalizacija prenosnog odnosa sa $1:1$ na $1:n$. Ovim se, kako će kasnije biti detaljno razmatrano, utiče na prenosni odnos konvertora, što omogućava postizanje velikih uvećanja ili sniženja ulaznog napona pri umerenim vrednostima za faktor ispunjenosti (*duty ratio*) pobudnih impulsa prekidača.



Slika 9: Obrnut polaritet izlaznog napona, izlazne struje i struje kondenzatora.



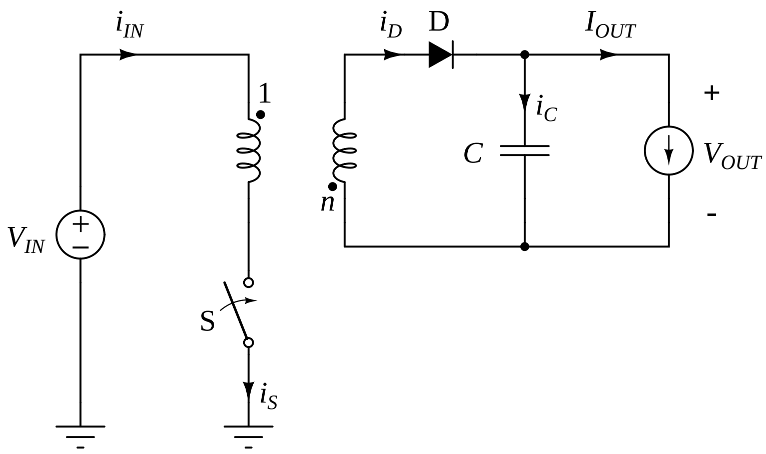
Slika 10: Drugačije nacrtan izlazni deo konvertora, uskladjivanje sa navikama.



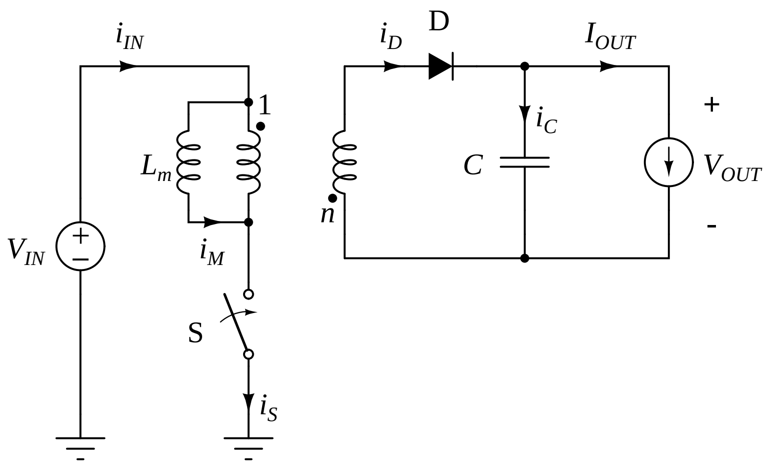
Slika 11: Flyback konvertor, prenosni odnos transformatora uopšten na $1 : n$.

Analiza flyback konvertora

Kako je flyback konvertor izveden iz buck-boost konvertora, rezultati njegove analize će u velikom delu biti slični rezultatima analize buck-boost konvertora. Analiza će biti izvršena pod istim pretpostavkama kao i sve dosadašnje analize konvertora: biće podrazumevana mala talasnost napona na kondenzatoru, što uzrokuje deo po deo linearni talasni oblik struje kalema (*linear ripple approximation*). Takođe, za prekidačke elemente (prekidač i diodu) će se smatrati da su idealni, tj. da se mogu predstaviti otvorenom vezom kada su isključeni i kratkom vezom kada su uključeni. Biće razmatran flyback konvertor prikazan na slici 12. Kako je transformator sa slike 12 modelovan kao savršen transformator, tj. linearni transformator sa savršenom spregom, na slici 13 je prikazana šema koja će neposredno biti analizirana, na kojoj je savršen transformator predstavljen ekvivalentnom šemom koja se sastoji od idealnog transformatora i magnetizacione induktivnosti. Kako je filterski kondenzator vezan paralelno potrošaču na kome je cilj da se obezbedi konstantan napon, pretpostavka male talasnosti napona na kondenzatoru je opravdana jer će njegova kapacitivnost biti izabrana tako da talasnost bude mala. Jedan od ciljeva ove analize je i to da se utvrdi veza između parametara (kapacitivnosti i ekvivalentne serijske otpornosti) kondenzatora i talasnosti izlaznog napona.



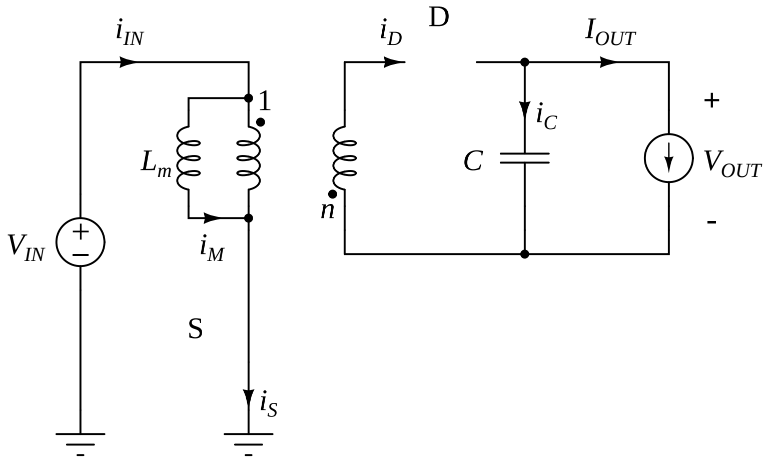
Slika 12: Flyback konvertor.



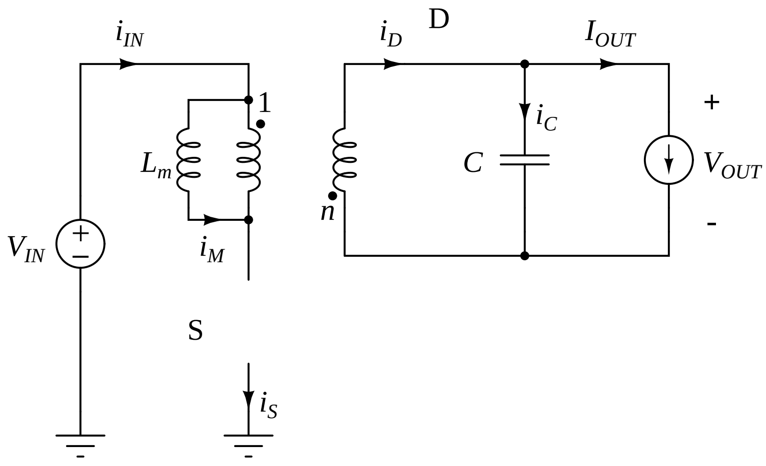
Slika 13: Flyback konvertor, izdvojena magnetizaciona induktivnost.

Analiza flyback konvertora u kontinualnom režimu rada

Kao i kod svih do sada analiziranih konvertora, u kontinualnom režimu rada struja magnetizacione induktivnosti je stalno veća od nule, tako da se od četiri kombinacije stanja provođenja prekidača i diode tokom periode prekidanja smenjuju samo dve: kada vodi prekidač i ne vodi dioda, što je ekvivalentnom šemom prikazano na slici 14, i kada ne vodi prekidač i vodi dioda, kako je prikazano na slici 15. Dakle, u kontinualnom režimu rada stanje prekidača implicira stanje diode, pa je konvertor predstavljen samo sa dva ekvivalentna linearna kola koja se smenjuju u isključivoj zavisnosti od komande date prekidaču. Kako se u ovoj analizi smatra da je stanje prekidača periodična funkcija vremena, posredno je smena ekvivalentnih linearnih kola sa slika 14 i 15 kontrolisana vremenom.



Slika 14: Flyback konvertor, vodi prekidač.



Slika 15: Flyback konvertor, vodi dioda.

Pod pretpostavkom ustaljenog stanja, struja magnetizacione induktivnosti na početku periode (I_0) mora biti jednaka struji magnetizacione induktivnosti na kraju periode. Druga promenljiva stanja, napon na kondenzatoru, smatra se konstantnom tokom cele periode. Analizom kola pod navedenim pretpostavkama dobijeni su izrazi za relevantne struje i napone prikazani u tabeli 1 i njima odgovarajući vremenski dijagrami prikazani na slici 16. Prvo je određen napon na magnetizacionoj induktivnosti, zatim je integraljenjem tog napona dobijena struja magnetizacione induktivnosti. Početna vrednost struje magnetizacione induktivnosti je određena u kasnijem toku analize, na osnovu veze sa izlaznom strujom. Poslednji je određen vremenski dijagram struje kondenzatora.

Tabela 1: Naponi i struje flyback konvertora, kontinualni režim rada.

t	$0 < t < DT_S$	$DT_S < t < T_S$
trajanje	DT_S	$D'T_S = (1-D)T_S$
v_M	V_{IN}	$-\dfrac{V_{OUT}}{n}$
i_M	$I_0 + \dfrac{v_M}{L_m}t$	$I_1 + \dfrac{v_M}{L_m}(t - DT_S)$
i_S	i_M	0
i_D	0	$\dfrac{i_M}{n}$
v_S	0	$V_{IN} + \dfrac{V_{OUT}}{n}$
v_D	$nV_{IN} + V_{OUT}$	0
i_C	$i_D - I_{OUT}$	$i_D - I_{OUT}$

Na osnovu osenčenog vremenskog dijagrama napona na magnetizacionoj induktivnosti v_M sa slike 16 i argumenta fluksa (*volt-second balance*), srednja vrednost napona na kalemu kojim se modeluje magnetizacija jezgra je

$$DT_S\, V_{IN} - D'T_S\, \frac{V_{OUT}}{n} = 0$$

što daje izlazni napon

$$V_{OUT} = n\, \frac{D}{1-D}\, V_{IN}.$$

Srednja vrednost struje magnetizacione induktivnosti je

$$I_M = \frac{I_0 + I_1}{2}.$$

Prema dijagramu sa slike 16, srednja vrednost ulazne struje je

$$I_{IN} = \frac{1}{T_S}\, DT_S\, \frac{I_0 + I_1}{2} = DI_M.$$

Izlazna struja se, prema dijagramu struje diode sa iste slike, primenom Kirhofovih zakona i argumenta naelektrisanja (*ampere-second balance*) dobija kao

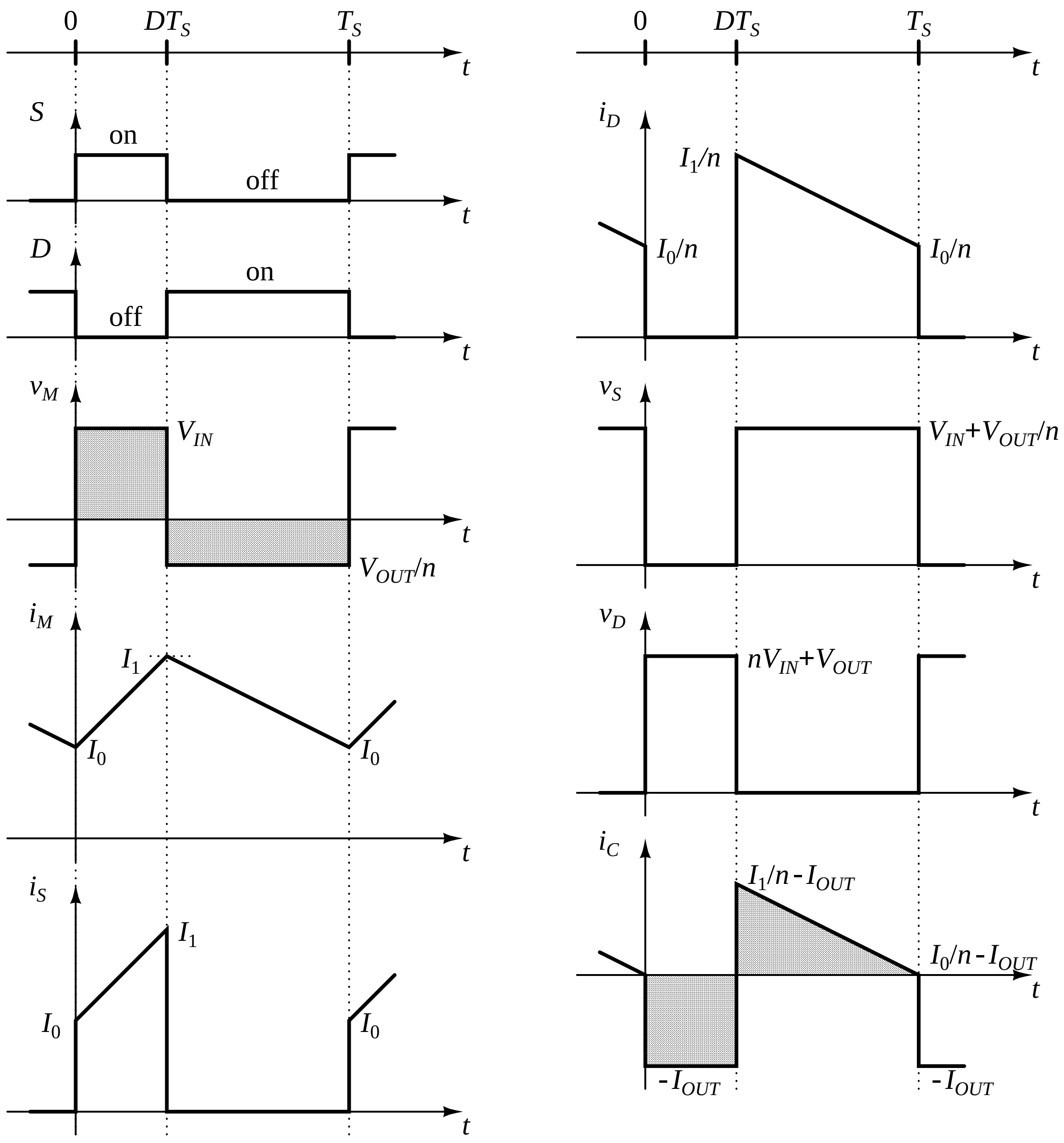
$$I_{OUT} = \frac{1}{T_S}\, D'T_S\, \frac{I_1 + I_0}{2n} = D'\, \frac{I_M}{n}$$

što se svodi na

$$I_{OUT} = \frac{1-D}{D}\, \frac{I_{IN}}{n}.$$

Kako je

$$P_{IN} = V_{IN}\, I_{IN} = \left(\frac{1-D}{n\,D}\, V_{OUT}\right)\left(\frac{n\,D}{1-D}\, I_{OUT}\right) = V_{OUT}\, I_{OUT} = P_{OUT}$$



Slika 16: Flyback konvertor u kontinualnom režimu rada, vremenski dijagrami.

koeficijent korisnog dejstva konvertora je

$$\eta = 100\%$$

što je očekivan rezltat pošto su korišćeni idealizovani modeli elemenata, bez gubitaka.

Prenosni odnos konvertora iznosi

$$M(D) = n\,\frac{D}{1-D}$$

i nelinearna je funkcija faktora ispunjenosti pobudnih impulsa prekidača. U odnosu na buck-boost konvertor, polaritet izlaznog napona je pozitivan, mada je zbog galvanske izolacije lako napraviti i negativan izlazni napon, pošto se referentna tačka potencijala na sekundarnoj strani proizvoljno bira. Veoma je značajno i to što je prenosni odnos transformatora n uveo novi stepen slobode koji omogućava velike prenosne konvertora sa umerenim vrednostima faktora ispunjenosti pobudnih impulsa prekidača, bliskim $\frac{1}{2}$. Prednost uvođenja prenosnog odnosa transformatora kao dodatnog stepena slobode u projektovanju se najbolje može ilustrovati na numeričkom primeru. Posmatrajmo hipotetički konvertor koji od ulaznog napona $V_{IN} = 500$ V treba da napravi izlazni napon $V_{OUT} = 5$ V i izlaznu struju $I_{OUT} = 1$ A, dakle izlazna snaga je $P_{OUT} = 5$ W. U gruboj analizi ima smisla koristiti aproksimaciju koja zanemaruje talasnost struje kalema, tzv. *zero ripple approximation*, i zanemariti gubitke. Buck konvertor postavljeni zadatak može da reši sa $D = 0.01 = 1\%$, pri čemu je maksimalna struja prekidača jednaka maksimalnoj struji diode i iznosi $I_{Smax} = I_{Dmax} = 1$ A, a maksimalni napon diode je jednak maksimalnom naponu na prekidaču, $V_{Dmax} = V_{Smax} = 500$ V. Kao mera za kasnije poređenje može da služi proizvod maksimalne vrednosti struje na komponenti i maksimalne vrednosti napona na komponenti, koji nema veze sa stvarnom disipacijom na komponenti pošto napon i struja ne dostižu svoje maksimalne vrednosti istovremeno, makar ne trajno. U slučaju buck konvertora, ovi proizvodi su $V_{Smax}\ I_{Smax} = V_{Dmax}\ I_{Dmax} = 500$ W. Ako bi postavljeni problem bio rešen primenom flyback konvertora sa $D = 0.5$, potreban prenosni odnos transformatora je $n = 1/100 = 0.01$, opterećenje na prekidaču je $V_{Smax} = 1000$ V i $I_{Smax} = 20$ mA, dok je opterećenje na diodi $V_{Dmax} = 10$ V i $I_{Dmax} = 2$ A. Odmah se uočava da je kod flyback konvertora prekidač izložen visokom naponu i maloj struji, dok je dioda izložena velikoj struji i niskom naponu, za razliku od buck konvertora gde su obe prekidačke komponente bile izložene i visokom naponu i velikoj struji. U slučaju flyback konvertora se dobija $V_{Smax}\ I_{Smax} = V_{Dmax}\ I_{Dmax} = 20$ W, što je 25 puta manje u odnosu na buck konvertor i utiče na cenu konvertora. Osim toga, flyback konvertor obezbeđuje i galvansku izolaciju.

Maksimalna vrednost struje magnetizacione induktivnosti je

$$I_1 = I_0 + \frac{V_{IN}}{L_m}\, DT_S$$

što daje razliku između minimalne i maksimalne vrednosti od

$$I_1 - I_0 = \frac{V_{IN}}{L_m}\, DT_S.$$

Kako je

$$I_1 + I_0 = 2I_M$$

minimalna, a ujedno i početna, vrednost struje magnetizacione induktivnosti se dobija kao

$$I_0 = I_M - \frac{V_{IN}}{2f_S L_m} D = n\frac{I_{OUT}}{1-D} - \frac{V_{IN}}{2f_S L_m} D$$

dok je maksimalna vrednost struje magnetizacione induktivnosti

$$I_1 = I_M + \frac{V_{IN}}{2f_S L_m} D = n\frac{I_{OUT}}{1-D} + \frac{V_{IN}}{2f_S L_m} D.$$

Konvertor radi u kontinualnom režimu dok god je

$$I_0 > 0$$

što se svodi na

$$I_M > \frac{V_{IN}}{2f_S L_m}\, D.$$

Kako je na granici između kontinualnog i diskontinualnog režima rada još uvek važeća veza između izlazne struje i srednje vrednosti struje magnetizacione induktivnosti izvedena za kontinualni režim, uslov za rad flyback konvertora u kontinualnom režimu se može svesti na

$$I_{OUT} > \frac{V_{IN}}{2nf_S L_m}\, D\,(1-D)\,.$$

Manje vrednosti izlazne struje od navedene dovode do prelaska konvertora u diskontinualni režim rada i do većeg izlaznog napona od onog koji predviđa formula za kontinualni režim.

Kod flyback konvertora struja kondenzatora je diskontinualna, kao kod boost i buck-boost konvertora, što dovodi do veće talasnosti izlaznog napona u odnosu na buck konvertor. Talasnost izlaznog napona je delom uslovljena konačnom kapacitivnošću kondenzatora, a promena naelektrisanja na kondenzatoru, kojoj je proporcionalna naizmenična komponenta napona na kapacitivnosti, se može odrediti integraljenjem talasnog oblika struje kondenzatora. Na osnovu ovoga je moguće odrediti potrebnu kapacitivnost kondenzatora kako bi polazna pretpostavka o maloj talasnosti bila zadovoljena, za šta je potrebno da varijacija napona na kondenzatoru u meri koliko se vidi na naponu na magnetizacionoj induktivnosti bude zanemarljivo mala, pa se struja magnetizacione induktivnosti može smatrati deo po deo linearnom funkcijom vremena. Takođe, deo talasnosti izlaznog napona je uslovljen ekvivalentnom serijskom otpornošću kondenzatora (esr). Ovaj deo naizmenične komponente izlaznog napona je proporcionalan struji kondenzatora. Osim toga, snaga disipirana na ekvivalentnoj serijskoj otpornosti predstavlja disipaciju na kondenzatoru i povećava njegovu temperaturu, što se negativno odražava na trajanje elektrolitskih kondenzatora. Efektivna vrednost struje kondenzatora, a time i disipacija na kondenzatoru, kod konvertora sa diskontinualnom strujom kondenzatora može bti značajna i predstavlja parametar o kome treba voditi računa u projektovanju.

Analiza flyback konvertora u diskontinualnom režimu rada

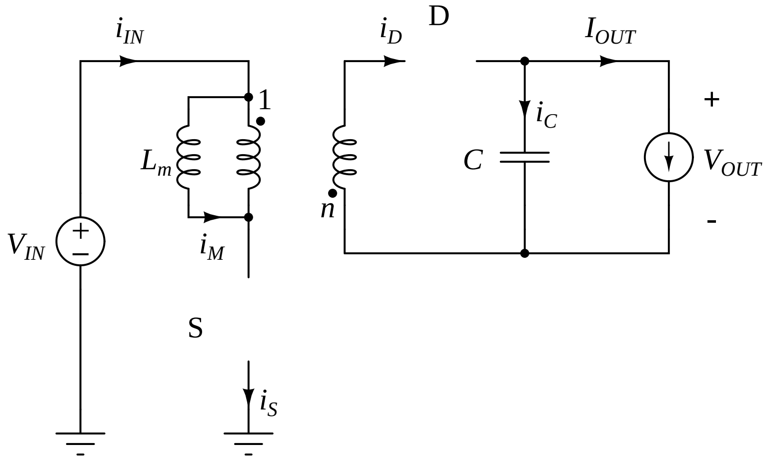
U diskontinualnom režimu rada (*discontinuous conduction mode, DCM*) flyback konvertora struja magnetizacione induktivnosti je tokom nekog intervala vremena u okviru periode jednaka nuli. Taj interval počinje spontanim prestankom provođenja diode, a završava ponovnim uključenjem prekidača. Ekvivalentna šema flyback konvertora tokom ovog intervala prikazana je na slici 17. U diskontinualnom režimu rada izlazna struja je po apsolutnoj vrednosti manja od kritične vrednosti

$$I_{OUT} < \frac{V_{IN}}{2nf_S L_m} D(1-D)$$

a izlazni napon više nije dat jednačinom koja važi u kontinualnom režimu rada

$$V_{OUT} \neq n\,\frac{D}{1-D}\,V_{IN}.$$

Konvertor će i u ovom slučaju biti analiziran primenom aproksimacije male talasnosti napona na kondenzatoru (*linear ripple approximation*). Dobijeni izrazi za relevantne struje i napone su dati u tabeli 2, dok su odgovarajući vremenski dijagrami dati na slici 18.



Slika 17: Flyback konvertor, ne vode ni prekidač ni dioda.

U stanju sa slike 17, struja magnetizacione induktivnosti je jednaka nuli na intervalu vremena, pa je

$$v_M = L_m \frac{di_M}{dt} = 0.$$

Kao i kod ostalih konvertora, ovaj teorijski rezultat se ne poklapa sa eksperimentalnim rezultatima jer parazitne kapacitivnosti prekidača i diode uzrokuju oscilacije napona na magnetizacionoj induktivnosti. Napon na magnetizacionoj induktivnosti, odnosno na primaru transformatora, kao i svi naponi koji su u vezi sa njim, tokom ovog intervala neće odgovarati dijagramima prikazanim na slici 18.

Pošto se interval vremena u kome je struja magnetizacione induktivnosti jednaka nuli okončava uključenjem prekidača, početna struja magnetizacione induktivnosti je

$$I_0 = 0$$

što daje maksimalnu struju magnetizacione induktivnosti

$$I_1 = \frac{V_{IN}}{L_m} DT_S$$

Tabela 2: Naponi i struje flyback konvertora, diskontinualni režim rada.

t	$0 < t < DT_S$	$DT_S < t < (D + D_2)T_S$	$(D + D_2)T_S < t < T_S$
trajanje	DT_S	D_2T_S	$(1 - D - D_2)T_S$
v_M	V_{IN}	$-\dfrac{V_{OUT}}{n}$	0
i_M	$\dfrac{v_M}{L_m}t$	$I_1 + \dfrac{v_M}{L_m}(t - DT_S)$	0
i_S	i_M	0	0
i_D	0	$\dfrac{i_M}{n}$	0
v_S	0	$V_{IN} + \dfrac{V_{OUT}}{n}$	V_{IN}
v_D	$nV_{IN} + V_{OUT}$	0	V_{OUT}
i_C	$i_D - I_{OUT}$	$i_D - I_{OUT}$	$i_D - I_{OUT}$

kako je prikazano na vremenskom dijagramu sa slike 18. Koristeći karakteristiku magnetizacione induktivnosti u integralnoj formi, pošto je promena struje magnetizacione induktivnosti jednaka nuli i integral napona na magnetizacionoj induktivnosti je jednak nuli

$$DT_S\, V_{IN} - D_2T_S\, \frac{V_{OUT}}{n} = 0$$

odakle se može izračunati normalizovano trajanje intervala tokom koga vodi dioda

$$D_2 = n\, \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}\, D.$$

Trajanje intervala tokom koga vodi dioda, a samim tim i intervala koji mu sledi, nije nezavisna funkcija vremena, već je funkcija napona u kolu.

Prema Kirhofovom zakonu za struje i argumentu naelektrisanja, izlazna struja konvertora je

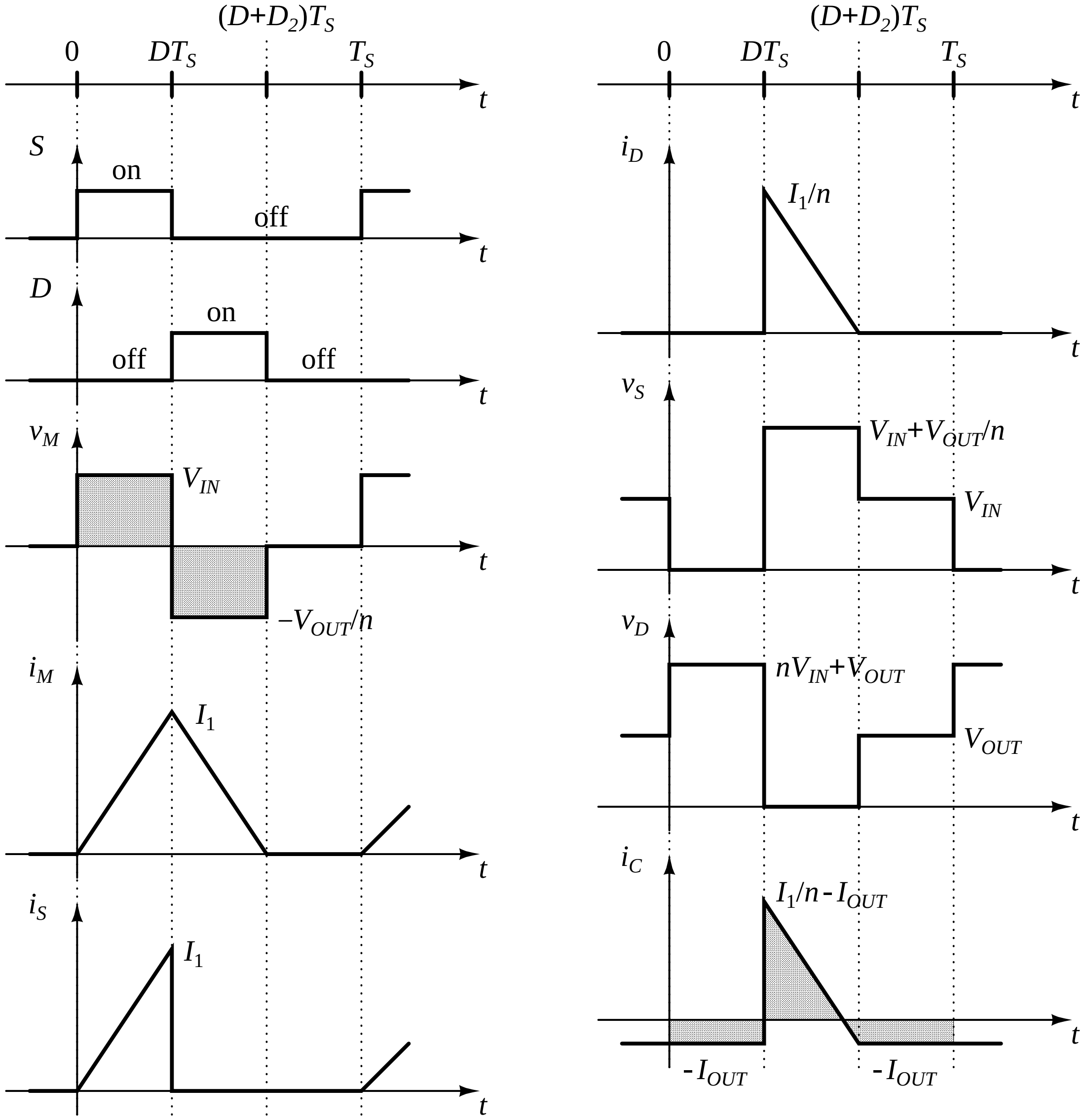
$$I_{OUT} = \overline{i_D} = \langle i_D \rangle = \frac{1}{T_S}\, \frac{1}{2}\, D_2T_S\, \frac{I_1}{n} = \frac{1}{2}\, D_2\, \frac{I_1}{n}$$

i nakon zamene D_2 i I_1 se svodi na

$$I_{OUT} = \frac{D^2}{2f_SL_m}\, \frac{V_{IN}^2}{V_{OUT}}.$$

Ova relacija daje izlaznu struju u funkciji izlaznog napona i ostalih parametara konvertora i važi bez obzira na karakteristiku potrošača. Izlazni napon konvertora se nalazi kao rešenje sistema jednačina koji čine ova jednačina i karakteristika potrošača. Ako je potrošač naponski izvor V_{OUT}, izlazna struja je direktno data gornjom jednačinom. Ako je potrošač linearni otpornik sa karakteristikom $V_{OUT} = R\, I_{OUT}$, jednačina po izlaznoj struji se transformiše u

$$\frac{V_{OUT}}{R} = \frac{D^2}{2f_SL_m}\, \frac{V_{IN}^2}{V_{OUT}}.$$



Slika 18: Flyback konvertor u diskontinualnom režimu rada, vremenski dijagrami.

U cilju pojednostavljenja notacije, povoljno je uvesti pomoćnu promenljivu k definisanu kao

$$k = \frac{2 f_S L_m}{R}$$

i prenosni odnos konvertora kao normalizovanu vrednost izlaznog napona

$$M = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}.$$

Tada se jednačina po izlaznom naponu transformiše u

$$M^2 - \frac{D^2}{k} = 0$$

odakle se prenosni odnos konvertora dobija kao

$$M(D,k) = \frac{D}{\sqrt{k}}.$$

U diskontinualnom režimu rada kada je potrošač linearni otpornik prenosni odnos konvertora je funkcija D i k, odnosno izlazni napon konvertora je funkcija V_{IN}, D i k. Preko promenljive

k izlazni napon zavisi od L_m, f_S i R, ali se ovi parametri ne pojavljuju nezavisno, već samo vezani u k.

Dobijeni izraz za izlazni napon ne sadrži vrednost prenosnog odnosa transformatora n. Ovo je posledica mesta gde je definisana magnetizaciona induktivnost L_m, na primaru. Ukoliko bi magnetizaciona induktivnost bila definisana na sekundaru transformatora, izraz za izlazni napon bi u sebi sadržao podatak o prenosnom odnosu transformatora.

Isto kao i buck-boost konvertor, flyback konvertor u diskontinualnom režimu na svom ulazu emulira otpornost. Srednja vrednost ulazne struje flyback konvertora u diskontinualnom režimu je

$$I_{IN} = \frac{D^2}{2 f_S L_m} V_{IN}$$

i pri konstantnim vrednostima ostalih parametara je linearna funkcija ulaznog napona V_{IN}. Stoga je

$$\frac{V_{IN}}{I_{IN}} = R_E = \frac{2 f_S L_m}{D^2}$$

i pri konstantnim vrednostima D, f_S i L_m, flyback konvertor se sa ulaznog porta za srednje vrednosti struja i napona vidi kao linearni otpornik otpornosti R_E. Snaga koju emulirana otpornost uzima iz izvora V_{IN} je

$$P_{IN} = V_{IN}\, I_{IN} = \frac{D^2}{2 f_S L_m} V_{IN}^2.$$

Kako kolo flyback konvertora ne sadrži disipativne elemente, koeficijent korisnog dejstva je $\eta = 100\%$, pa je

$$P_{OUT} = V_{OUT}\, I_{OUT} = P_{IN} = \frac{D^2}{2 f_S L_m} V_{IN}^2$$

odakle se za izlaznu struju dobija

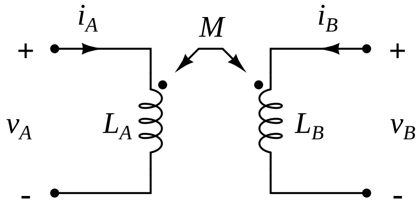
$$I_{OUT} = \frac{D^2}{2 f_S L_m} \frac{V_{IN}^2}{V_{OUT}}$$

što je rezultat identičan rezultatu dobijenom analizom struja i napona u konvertoru, bez primene integralnih zakona poput zakona o održanju energije.

Isto kao i buck-boost konvertor, flyback konvertor u diskontinualnom režimu rada se može predstaviti kao otpornik bez gubitaka (*loss-free resistor*), što je osobina koja se može koristiti u realizaciji ispravljača sa malim harmonijskim izobličenjem ulazne struje i visokim faktorom snage. Zbog galvanskog razdvajanja i dodatnog stepena slobode u izboru D dobijenog uvođenjem prenosnog odnosa transformatora n, flyback konvertor je naročito pogodan za ove primene.

Snaberi

Kod flyback konvertora sa slike 12 prekidač je jednim krajem vezan samo za primar transformatora. Kod takve veze se u praksi uočavaju prenaponi na prekidaču (*voltage spikes*) prilikom isključenja prekidača, što je uzrokovano neizbežnim rasipnim induktivnostima transformatora. Ova pojava je prisutna kod jednog broja konvertora koji obezbeđuju galvansku izolaciju, u situacijama kada je jedan kraj namotaja transformatora vezan isključivo za prekidač, bez drugih elemenata vezanih za taj čvor koji bi obezbedili protok struje rasipne induktivnosti.



Slika 19: Spregnuti kalemovi, model linearnog transformatora.

Kako bi bilo moguće razumeti probleme koje uzrokuje rasipna induktivnost, potrebno je prvo izgraditi model transformatora sa rasipanjem. Na slici 19 je prikazan linearni transformator, odnosno dva spregnuta kalema L_A i L_B čija je međusobna induktivnost M. Karakteristika elementa koja opisuje ovu dvoportnu mrežu je data sa

$$v_A = L_A\frac{di_A}{dt} + M\frac{di_B}{dt}$$

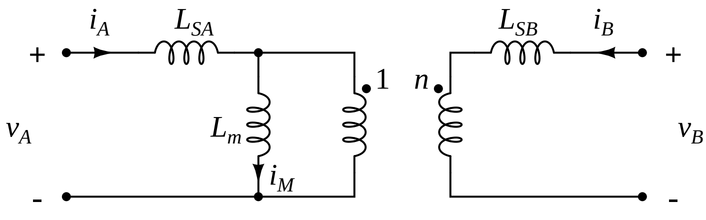
i

$$v_B = L_B\frac{di_B}{dt} + M\frac{di_A}{dt}.$$

Međusobna induktivnost se može izraziti kao

$$M = k\sqrt{L_A L_B}$$

gde je k koeficijent sprege između namotaja i u opštem slučaju se može nalaziti u opsegu $-1 \leq k \leq 1$, ali se često opseg redukuje na $0 \leq k \leq 1$ odgovarajućim izborom referentnih smerova napona i struja namotaja, u skladu sa polaritetom sprege (označen tačkama na slici 19), čime se izbegavaju matematičke teškoće vezane za određivanje znaka nakon korenovanja. Kod savršenog transformatora koeficijent sprege je $k = 1$ ili $k = -1$.



Slika 20: Model transformatora sa rasipanjem fluksa.

U cilju boljeg razumevanja procesa u kojima linearni transformator sa slike 19 učestvuje, ponekad je povoljno koristiti ekvivalentnu šemu koja koristi samo reaktivne elemente prvog reda. Ovakav koncept je primenjen kod modela savršenog transformatora, gde je sistem jednačina koje karakterišu savršen transformator modelovan jednim kalemom (magnetizaciona induktivnost) i idealnim transformatorom. Opšti model linearnog transformatora koji opisuje fizičke procese magnetizacije jezgra i rasipanja fluksa, prikazan je na slici 20.

Ekvivalentna šema sa slike 20 sadrži tri reaktivna elementa, iako je sistem sa slike 19 karakterisan sistemom jednačina drugog reda. Bez obzira na prisustvo tri kalema, sistem sa slike 20 je drugog reda, pošto ima dinamičku degeneraciju (*algebraic degeneration*) uslovljenu sa

$$i_M = i_A + n i_B.$$

Samo dva nezavisna početna uslova se mogu zadati, a prirodan izbor za njih bi bile struja primara i_A i struja sekundara i_B, dok je struja magnetizacije zavisna od ove dve struje.

Analizom kola sa slike 20 dobijaju se jednačine koje karakterišu ovu dvoportnu mrežu

$$v_A = (L_m + L_{SA}) \frac{di_A}{dt} + n L_m \frac{di_B}{dt}$$

i

$$v_B = \left(n^2 L_m + L_{SB}\right) \frac{di_B}{dt} + n L_m \frac{di_A}{dt}.$$

Kako bi se jednačine koje opisuju ekvivalentno kolo sa slike 20 poklopile sa jednačinama koje karakterišu spregnute kalemove sa slike 19 mora da važi

$$L_A = L_m + L_{SA}$$

$$M = k\sqrt{L_A L_B} = n L_m$$

i

$$L_B = n^2 L_m + L_{SB}.$$

Dakle, kako bi bili određeni parametri ekvivalentne šeme potrebno je odrediti četiri parametra: L_m, L_{SA}, L_{SB} i n tako da gornje tri jednačine budu zadovoljene. Ovaj problem nema jedinstveno rešenje, pa su u tabeli 3 data tri rešenja koja se često sreću u praksi.

Tabela 3: Parametri ekvivalentnog modela spregnutih kalemova.

model	L_m	n	L_{SA}	L_{SB}
1	kL_A	$\sqrt{\frac{L_B}{L_A}}$	$(1-k)L_A$	$(1-k)L_B$
2	$k^2 L_A$	$\frac{1}{k}\sqrt{\frac{L_B}{L_A}}$	$(1-k^2)L_A$	0
3	L_A	$k\sqrt{\frac{L_B}{L_A}}$	0	$(1-k^2)L_B$

Prvi od modela određenih skupom parametara iz tabele 3 je prirodan fizički model. Parametri su dobijeni tako što je prvo usvojena vrednost za n smatrajući da su induktivnosti L_A i L_B proporcionalne kvadratu broja navojaka, pa je prenosni odnos n jednak kvadratnom korenu iz odnosa induktivnosti. Nakon usvajanja prenosnog odnosa određeni su ostali parametri iz tri jednačine koje parametri modela moraju da zadovolje. Parametri modeluju fizičke procese: rasipanje na primaru, magnetizaciju jezgra, elektromagnetnu indukciju preko spregnutog fluksa i rasipanje na sekundaru.

Odsustvo jednoznačnog rešenja za vrednosti parametara modela omogućava i formiranje modela sa drugačijim vrednostima parametara koji su povoljniji za analizu kola u pojedinim slučajevima. Tako, na primer, u drugom modelu iz tabele 3 usvojeno je da je rasipna induktivnost na sekundarnoj strani jednaka nuli, $L_{SB} = 0$, što u modelu ostavlja samo dva kalema: magnetizacionu induktivnost i rasipnu induktivnost primara. Ovakav model je povoljan kod analize snabera flyback konvertora jer pojednostavljuje analizu. Usvajanje $L_{SB} = 0$ je za rezultat dalo ostala tri parametra modela data u tabeli 3, u skladu sa jednačinama koje parametri moraju da zadovolje. Dobijeni model sadrži samo dva induktivna elementa, nema dinamičku degeneraciju, i drugog je reda.

Analogno usvajanju $L_{SB} = 0$, moguće je usvojiti da je rasipna induktivnost na primarnoj strani jednaka nuli, $L_{SA} = 0$, što za rezultat daje parametre trećeg modela prikazanog u tabeli 3.

Potrebno je naglasiti da rezultat analize kola ne zavisi od izabranog skupa parametara modela transformatora. Izabrani skup parametara modela transformatora samo utiče na složenost analize, koja je u slučaju flyback konvertora najjednostavnija ako se izabere drugi skup parametara iz tabele 3.

Pošto su razvijeni modeli transformatora sa rasipanjem, moguće ih je primeniti na analizu flyback konvertora. Povezujući flyback konvertor sa slike 12 sa modelom transformatora sa slike 19 dobija se

$$i_A = i_S$$

i

$$i_B = i_D.$$

Jednačine koje karakterišu spregnute kalemove se mogu u integralnoj formi izraziti kao

$$\int_{t_1}^{t_2} v_A \, dt = L_A \left(i_A(t_2) - i_A(t_1) \right) + M \left(i_B(t_2) - i_B(t_1) \right)$$

$$\int_{t_1}^{t_2} v_B \, dt = L_B \left(i_B(t_2) - i_B(t_1) \right) + M \left(i_A(t_2) - i_A(t_1) \right).$$

Smatrajući da je promena stanja prekidača u flyback konvertoru nastupila u trenutku $t = t_0$, za posmatranje procesa tokom promene stanja biramo

$$t_1 = t_0^-$$

i

$$t_2 = t_0^+.$$

Smatrajući da su talasni oblici struja dobijeni analizom konvertora kod koga je primenjen savršen transformator primenljivi i u slučaju da transformator ima malo rasipanje, imamo $i_A(t_1) = i_S(t_0^-) = I_1$, $i_A(t_2) = i_S(t_0^+) = 0$, $i_B(t_1) = i_D(t_0^-) = 0$ i $i_B(t_2) = i_D(t_0^+) = I_1/n$, što daje

$$i_A(t_2) - i_A(t_1) = i_S(t_0^+) - i_S(t_0^-) = -I_1$$

i

$$i_B(t_2) - i_B(t_1) = i_D(t_0^+) - i_D(t_0^-) = \frac{1}{n} I_1.$$

Zamenom u karakteristiku spregnutih kalemova izraženu u integralnoj formi dobija se

$$\int_{t_0^-}^{t_0^+} v_A \, dt = -L_A I_1 + M \frac{I_1}{n} = \left(\frac{M}{n} - L_A \right) I_1$$

i

$$\int_{t_0^-}^{t_0^+} v_B \, dt = L_B \frac{I_1}{n} - M I_1 = \left(\frac{L_B}{n} - M \right) I_1.$$

U slučaju da je $k = 1$ dobija se $M = \sqrt{L_A L_B}$ i $n = \sqrt{L_B / L_A}$, pa je

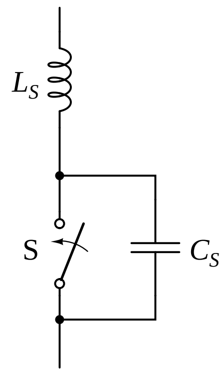
$$\frac{M}{n} - L_A = 0$$

i

$$\frac{L_B}{n} - M = 0.$$

U ovom slučaju su oba integrala napona na namotajima tokom promene stanja provođenja jednaka nuli. U slučaju da sprega između namotaja nije savršena, ovi integrali su različiti od nule, pa bi se i na primaru i na sekundaru javili Dirakovi impulsi napona. Ovde treba naglasiti da je zaključak o Dirakovim impulsima napona i na primaru i na sekundaru izveden pod pretpostavkom da su talasni oblici struja isti kao u slučaju da je transformator savršen. Detaljnija analiza bi pokazala da bi na sekundaru provela dioda, što bi sprečilo pojavu Dirakovog impulsa napona na sekundarnom namotaju, ali bi ostao impuls na primarnom namotaju, odnosno pojavio bi se Dirakov impuls napona na prekidaču. Naponski impulsi dovode do proboja MOSFET-a kojim se na malim snagama najčešće realizuju prekidači, a štetno deluju i na ostale tipove prekidača. Stoga je u slučajevima kada je kontrolisani prekidač direktno vezan na namotaj transformatora uvek potrebno ograničiti napon na prekidaču, za šta se najčešće koriste snaberi (*snubber*). Kod konvertora male snage moguće je ograničavanje napona na prekidaču izvršiti i primenom zener diode.

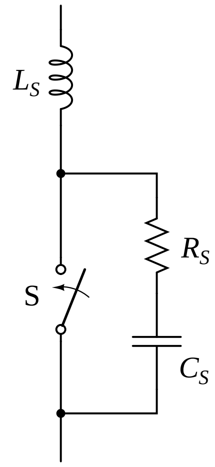
Najjednostavniji tip snabera je kapacitivni snaber, prikazan na slici 21. U šemi sa slike 21 sa L_S je označena rasipna induktivnost koju treba isprazniti, dok C_S predstavlja snaberski kondenzator. Snaber radi tako što se energija akumulisana u L_S prenosi u C_S koji se prazni pri ponovnom uključenju prekidača, pa je energija sadržana u rasipnoj induktivnosti na taj način pretvorena u toplotu, čime je smanjena efikasnost konvertora, a povećana disipacija i temperatura na prekidaču. Naglo pražnjenje C_S je glavna mana ovog tipa snabera, pošto je struja pražnjenja impulsna, ograničena samo parazitnim otpornostima i brzinom uključenja prekidača. Ovaj tip snabera se obično koristi kada je rasipanje jako malo, pa je potrebna kapacitivnost C_S mala, do par stotina pF. Ponekad je kapacitivnost C_S parazitna kapacitivnost prekidača, pa eksterni snaber nije neophodno ugraditi.



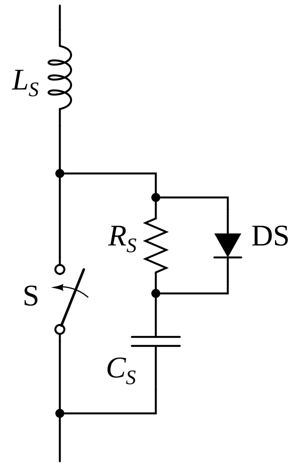
Slika 21: Kapacitivni snaber.

Kako bi se ograničila struja pražnjenja kondenzatora koristi se RC snaber, prikazan na slici 22. Otpornik R_S ograničava struju pražnjenja kondenzatora C_S i prigušuje oscilacije napona, ali istovremeno i povećava napon na prekidaču tokom punjenja C_S. I pored ove mane, RC snaber je jedan od najčešće korišćenih snabera.

Kako bi se zadržala prednost RC snabera u pogledu ograničene struje pražnjenja kondenzatora uz istovremeno otklanjanje mane vezane za povećan napon na prekidaču tokom punjenja kondenzatora, koristi se RCD snaber, prikazan na slici 23. Kondenzator se brzo puni preko diode DS, tako da je napon na prekidaču sličan kao kod kapacitivnog snabera, dok se prazni preko otpornika R_S, isto kao i kod RC snabera. Ova pogodnost je plaćena ugradnjom novog poluprovodničkog elementa, diode DS.



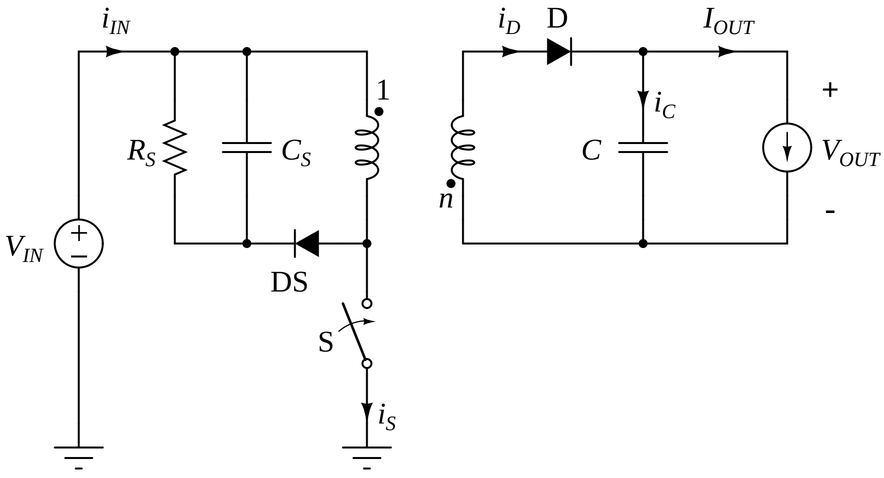
Slika 22: RC snaber.



Slika 23: RCD snaber.

Kapacitivni snaber, RC snaber i RCD snaber predstavljaju samo mali deo snaberskih kola. Pod snaberima se često podrazumevaju sva kola koja treba da uobliče napone i struje na prekidačima, ograniče napon, struju, brzinu rasta napona i/ili brzinu rasta struje. Složenija snaberska kola obezbeđuju veću zaštitu prekidaču, ali mogu i da poprave koeficijent korisnog dejstva konvertora. Na primer, kod kapacitivnog, RC i RCD snabera, sva energija sadržana u rasipnoj induktivnosti se na kraju disipira na prekidaču. Deo ove energije se kod flyback konvertora može vratiti izvoru primenom snabera prikazanog na slici 24. Snaber sa slike 24 je po korišćenim elementima RCD snaber, ali radi drugačije od RCD snabera sa slike 23. Sličnost između ova dva snabera je u tome što se energija sadržana u rasipnoj induktivnosti prenosi u snaberski kondenzator C_S preko diode DS. Međutim, u pražnjenju snaberskog kondenzatora prekidač S na učestvuje, već se pražnjenje obavlja preko snaberskog otpornika R_S, koji u ovom slučaju ima znatno veću otpornost nego kod snabera sa slike 23. Na ovaj način se postižu dva cilja: prvo, tokom pražnjenja rasipne induktivnosti deo energije ide u kondenzator C_S, dok deo energije ide u naponski izvor V_{IN}, čime se popravlja koeficijent korisnog dejstva i smanjuje disipacija; drugo, disipacija na prekidaču je smanjena, pošto on ne učestvuje u pražnjenju kondenzatora.

Projektovanje snabera je složen zadatak u kome je ispavan pristup analiza konvertora kao celine, a ne samo zaštita pojedinačne komponente. Podaci za projektovanje snabera se mogu dobiti tek kada je transformator namotan i izmerena njegova rasipna induktivnost. U nekim slučajevima su od značaja i parazitne induktivnosti i kapacitivnosti zavisne od rasporeda

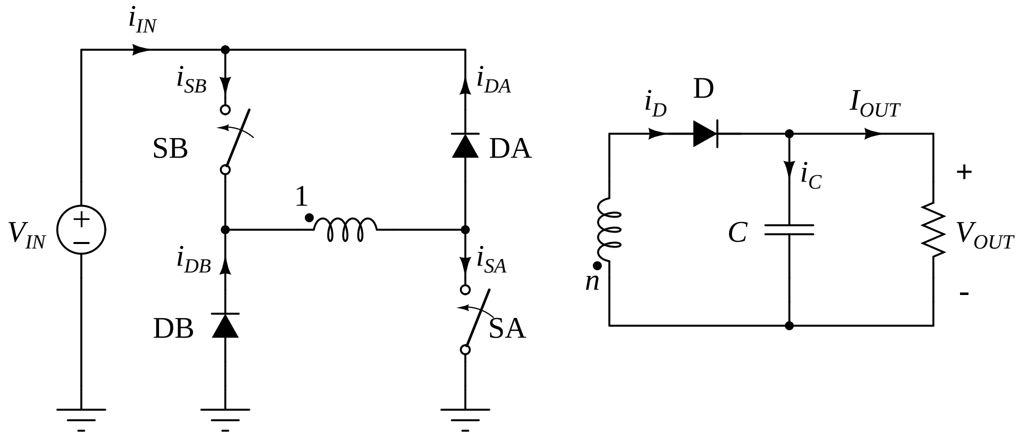


Slika 24: Flyback konvertor sa energetski efikasnijim snaberom.

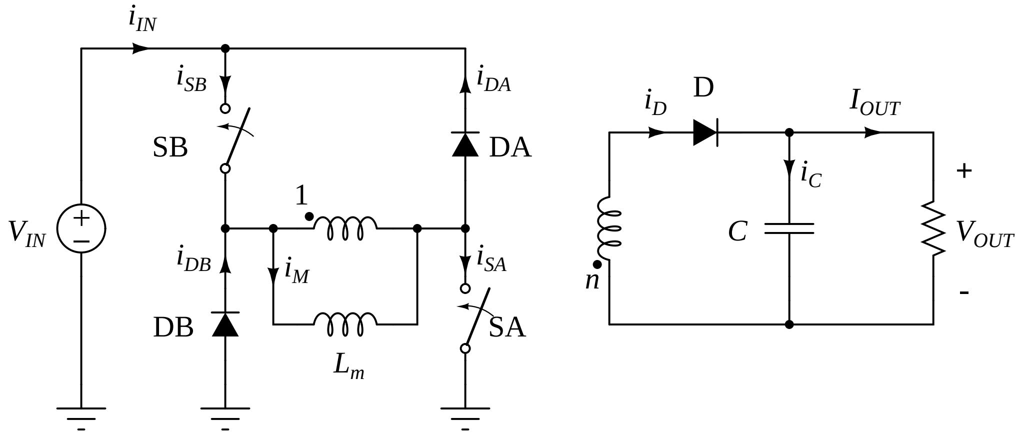
elemenata u uređaju. Poseban problem predstavlja širok opseg struja potrošača u kome snaber treba da zaštiti prekidač, kao i varijacije koeficijenta sprege od primerka do primerka transformatora. Sve ovo uzrokuje da u izboru strukture konvertora projektovanje i realizacija snabera imaju značajan uticaj, pošto neke strukture ne zahtevaju snaber. Jedna od struktura konvertora koja je smišljena u tom cilju je i struktura flyback konvertora sa dva prekidača.

Flyback konvertor sa dva prekidača

Flyback konvertor sa dva prekidača je smišljen kako bi se otklonile dve mane flyback konvertora: maksimalni napon na prekidaču koji je veći od ulaznog napona i potreba za primenom snabera u cilju zaštite prekidača od prenapona uzrokovanih rasipnim induktivnostima. Osim dodatnih elemenata koje zahteva i teškoća u projektovanju, značajna mana snabera je što disipira snagu u kolu i smanjuje koeficijent korisnog dejstva. Oba navedena problema se otklanjaju kod flyback konvertora sa dva prekidača, po cenu primene jednog dodatnog prekidača, jednog pobudnog kola za gornji tranzistor (*high side driver*) i dve zamajne diode. Šema flyback konvertora sa dva prekidača je prikazana na slici 25, dok je šema koja će biti analizirana prikazana na slici 26, na kojoj je izdvojena magnetizaciona induktivnost, čime je transformator na šemi sveden na model idealnog transformatora.

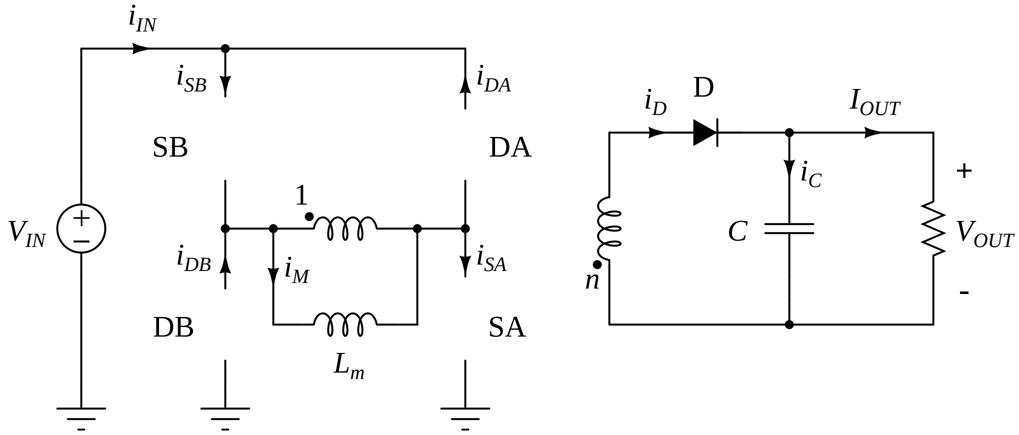


Slika 25: Flyback konvertor sa dva prekidača.



Slika 26: Flyback konvertor sa dva prekidača, izdvojena magnetizaciona induktivnost.

U flyback konvertoru sa dva prekidača oba prekidača se uključuju i isključuju istovremeno, odnosno komanda za stanje prekidača je ista za oba prekidača. Sa tačke gledišta sekundara situacija je ista kao i kod flyback konvertora sa jednim prekidačem, dok se razlike uočavaju na primarnoj strani i to samo kada su prekidači isključeni. Neposredno po isključenju prekidača kratkotrajno će provoditi diode DA i DB, dok se ne isprazni rasipna induktivnost. Ukoliko je transformator savršen, diode DA i DB uopšte neće provoditi. Dakle, diode DA i DB vrše ulogu snabera, i to nedisipativnog snabera, pošto se sva energija sadržana u rasipnoj induktivnosti vraća izvoru V_{IN}. Kada je pražnjenje rasipne induktivnosti završeno, ne provodi ni jedan od elemenata SA, SB, DA, DB, kako je prikazano na slici 27. Stoga, na primarnoj strani konvertora graf mreže gubi povezanost. Jedino što se zna o naponima na prekidačima i diodama u tom delu kola je



Slika 27: Flyback konvertor sa dva prekidača, ne vode ni prekidači ni diode na primarnom delu kola.

$$v_{SA} + v_{DA} = V_{IN}$$

i

$$v_{SB} + v_{DB} = V_{IN}$$

dok se same vrednosti v_{SA}, v_{SB}, v_{DA} i v_{DB} ne mogu jednoznačno odrediti, što je čest uzrok problema u simulaciji ovog tipa konvertora. Za potrebe crtanja dijagrama za ilustracije po udžbenicima obično se sa neubedljivim argumentima simetrije proglašava

$$v_{SA} = v_{SB} = v_{DA} = v_{DB} = \frac{1}{2} V_{IN}.$$

U praksi su svi ovi naponi nestabilni i jako zavise od parazitnih kapacitivnosti, otpornosti, struja curenja i uslova merenja, pa je najverovatnije da će pri merenju biti uočene oscilacije (*ringing*). Bez obzira na to što se naponi na poluprovodničkim elementima sa primarne strane ne mogu odrediti, zamajne diode uslovljavaju da su svi ovi naponi veći od nule, a manji od V_{IN}, što je u praksi zapravo jedino i važno. Stanja prekidačkih elemenata u flyback konvertoru sa dva prekidača su rezimirana na vremenskim dijagramima sa slike 28.

Izuzev u navedenim detaljima, analiza flyback konvertora sa dva prekidača je ista kao i kod flyback konvertora sa jednim prekidačem, izrazi za izlazni napon u kontinualnom režimu, granicu između kontinualnog režima i diskontinualnog režima i izlazni napon u nominalnom diskontinualnom režimu su isti u oba slučaja. Jedina razlika je u ograničenju koje uvode diode DA i DB da je napon na primaru veći od $-V_{IN}$, pa je

$$\frac{V_{OUT}}{n} < V_{IN}.$$

Ovo u kontinualnom režimu uslovljava

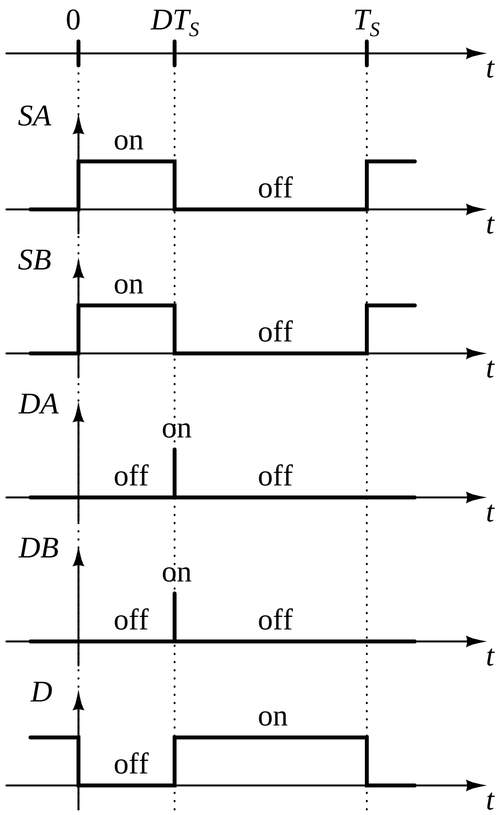
$$\frac{D}{1-D} V_{IN} < V_{IN}$$

što se svodi na

$$D < \frac{1}{2}.$$

U diskontinualnom režimu, diode DA i DB ograničavaju izlazni napon na

$$V_{OUT} < n\, V_{IN}.$$



Slika 28: Stanja prekidačkih elemenata kod flyback konvertora sa dva prekidača, kontinualni režim.

Za izlazne napone niže od navedene granične vrednosti smatra se da flyback konvertor sa dva prekidača radi u nominalnom diskontinualnom režimu.

Bez obzira na dodatni prekidač, dve diode i kolo za pobudu gornjeg tranzistora, flyback konvertor sa dva prekidača je veoma popularan, posebno kod konvertora sa visokim ulaznim naponom, zbog sniženog naponskog opterećenja prekidača, povećane efikasnosti i jednostavnog rešenja problema koje uzrokuje rasipna induktivnost.